

УДК 621.37

Применение методов граничных интегральных уравнений в проектировании планарных устройств сверхвысоких частот

Денисенко Д.В.

Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга, ЦНИИРТИ, ул. Новая Басманная, 20, Москва, 105066, Россия
e-mail: dima_den@inbox.ru

Аннотация

Проведен краткий обзор методов моделирования, применяемых на различных этапах проектирования планарных устройств сверхвысоких частот (СВЧ). Рассмотрены особенности моделирования фильтров и других экранированных планарных СВЧ устройств, даны рекомендации по проектированию. Сформулированы достоинства и недостатки методов и программ моделирования планарных СВЧ устройств на основе интегральных уравнений, а также их отличительные особенности. Намечены пути развития собственной программы 3D моделирования на основе методов моментов, предназначенной для расчета экранированных планарных СВЧ устройств на заключительных этапах проектирования.

Ключевые слова: метод моментов, метод граничных элементов, планарные устройства СВЧ, численные методы, электродинамика, интегральные уравнения.

Введение

Планарные резонансные устройства СВЧ представляют собой сложные конструкции, чувствительные к малым изменениям геометрических размеров и параметров материалов. Это усложняет численное моделирование данного класса устройств и требует более детального описания модели. Как правило, эти устройства находятся в металлическом корпусе, что также нельзя не учитывать при моделировании. В настоящее время существует множество систем проектирования, основанных на множестве упрощений модели реального устройства, которые снижают достоверность результатов численного расчета. В итоге характеристики реального устройства существенно отличаются от результатов моделирования и не каждый метод позволяет добиться удовлетворительного для практики совпадения экспериментальных и измеренных характеристик. Самые точные численные методы требуют огромных вычислительных ресурсов, что не позволяет их полноценно использовать на этапах синтеза и оптимизации устройств.

Краткий обзор методов моделирования планарных СВЧ устройств

В проектировании планарных СВЧ устройств широко применяются квазистатические и электромагнитные методы. В квазистатических методах исходное устройство заменяется композицией из многополюсников, которые моделируют характеристику передачи составных частей устройства: линий передач, связанных линий, неоднородностей и других. Эти объекты рассматриваются в 2D сечениях и предполагается, что в них распространяются только квази-Т-волны. Квазистатические методы незаменимы на этапе синтеза устройств и их

параметрической оптимизации, но характеризуются низкой достоверностью результатов. На этапе окончательной корректировки топологии перед изготовлением фотошаблонов более интересны электромагнитные методы, в основе которых лежит строгая постановка задачи. Методы моделирования во временной области обладают медленной сходимостью для высокочастотных планарных резонансных устройств СВЧ и не дают явного преимущества перед методом конечных элементов (МКЭ) и методом моментов (МоМ) в частотной области. В общем случае оба метода позволяют моделировать структуры из произвольных 3D геометрий и материалов, а для метода моментов [1] существует множество модификаций, адаптированных к решению различных задач. Основные этапы электромагнитного моделирования включают в себя решение граничной задачи путем дискретизации решаемой области пространства на конечные элементы, составление системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) на основе полученной дискретизации и ее решение.

В основе МКЭ лежит решение векторного уравнения Гельмгольца в эквивалентной вариационной постановке путем поиска экстремума функционала [2]. Весь моделируемый объем разбивается на конечные элементы и свойства материалов могут свободно меняться от элемента к элементу. Главным достоинством МКЭ является сильно разреженная матрица ленточной структуры, для которой существуют специальные методы, позволяющие существенно сократить машинные ресурсы. Сложность МКЭ составляет $O(N^2)$.

Если в МКЭ неизвестными величинами являются поля, то в МоМ задача решается относительно токов и на конечные элементы разбиваются только области неоднородностей, которые могут быть заменены эквивалентным распределением объемных или поверхностных токов. Эквивалентным распределением поверхностных токов могут быть заменены изотропные однородные тела (метод граничных элементов, МГЭ), что во большинстве случаев позволяет значительно сократить количество неизвестных. Однородные изотропные диэлектрики, как и металлы, могут быть заменены эквивалентным распределением токов, но для полного решения потребуется введение формальных магнитных токов. Для металлов приближение эквивалентных поверхностных источников очень хорошо работает на высоких частотах, когда толщина скин-слоя много меньше геометрических размеров металла и много больше шероховатости поверхности. Ключевым моментом при составлении интегральных уравнений (ИУ) является функция Грина (ФГ), которая является решением уравнения Гельмгольца с точечным источником в виде дельта-функции [3]. Это решение строится, как правило, аналитически и может быть построено для ограниченного числа геометрий простых форм, таких как цилиндр, шар, параллелепипед, слоистые структуры. При построении ФГ замкнутых областей простых форм обычно используется метод собственных функций. Зная ФГ среды, можно найти поле от произвольного распределения источников и составить ИУ на основе оставшихся граничных условий, которые не учитывались при построении ФГ. В отличие от МКЭ, в МоМ все элементы дискретизации взаимодействуют друг с другом, в результате чего

матрица СЛАУ оказывается полностью заполненной и сложность решения такой СЛАУ составляет $O(N^3)$ в связи с необходимостью выполнять затратную операцию обращения матрицы. Вторым существенным отличием МоМ от МКЭ является долгое заполнение матрицы СЛАУ, основные трудности которого связаны с вычислением диагональных и близлежащих элементов. Сложность заполнения матрицы при этом составляет $O(N^2)$ [4].

Как МКЭ, так и МоМ в прямой постановке требуют больших затрат машинных ресурсов, и для уменьшения числа неизвестных в проектировании планарных СВЧ устройств чаще всего применяется модификация 2.5D МоМ, где ФГ плоскостной структуры строится на основе эквивалентной схемы [5]. Трехмерная задача разбивается на две двумерные: в продольном и поперечном к слоям направлениях. Каждому слою ставится в соответствие четырехполюсник, который представляет собой отрезок линии передачи длиной в толщину слоя. Проводники считаются бесконечно тонкими и могут находиться только на границах между слоями. Внутри слоев токи подчиняются телеграфным уравнениям и могут существовать только в вертикальном направлении. Такое приближение хорошо работает для толщины слоев много меньше длины волны при условии, что расстояния между проводниками и их размеры много больше толщины проводников.

Особенности моделирования фильтров СВЧ

Для корректного моделирования экранированных планарных СВЧ устройств необходимо учитывать такие особенности, как анизотропные свойства

диэлектрических подложек по выделенным направлениям, толщину проводников, наличие прямоугольного экрана и омические потери в проводниках и подложках [6]. Наличие экрана и анизотропных свойств подложек в МГЭ может быть учтено при построении ФГ экранированной плоскостойкой среды, а потери в проводниках, как правило, считаются исходя из приближенных импедансных граничных условий. Во многих программах 2.5D МоМ проводники по умолчанию моделируются бесконечно тонкими несмотря на возможность ее задания в интерфейсе. Толщину проводников можно смоделировать путем введения дополнительного слоя толщиной с проводник и с вертикальными перемычками внутри слоя между проводниками. Такая модификация дает результаты, близкие к МКЭ. Графики сравнения результатов расчета МКЭ и 2.5D МоМ (AWR EMSight) представлены на рис.1 и рис.2.

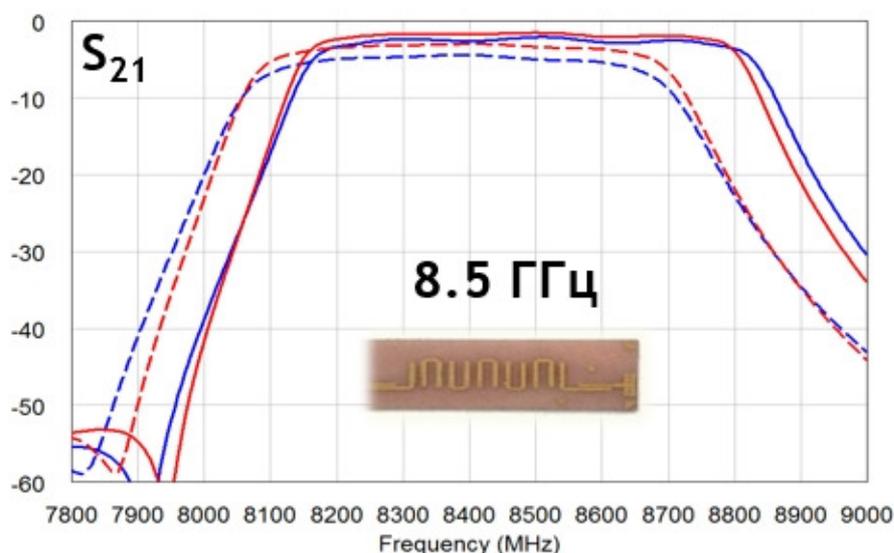


Рис.1. Сравнение результатов расчета методами 2.5D МоМ и МКЭ на примере фильтра, настроенного на центральную частоту 8.5 ГГц. (Сплошная линия – проводники конечной толщины, пунктирная – бесконечно тонкие проводники. Синий – МКЭ, красный – 2.5D МоМ.)

Различия между результатами расчета модели фильтра с проводниками конечной толщины объясняются пренебрежением горизонтальными токами на боковых поверхностях проводников в 2.5D МоМ, из-за чего связь между резонаторами учитывается не полностью, и полоса пропускания получается более узкой. Ошибка растет с увеличением частоты и зависит от конструкции устройства. Ошибка в следствие пренебрежения горизонтальными токами для различных конструкций фильтров не детерминирована, что не позволяет отказаться от проведения дополнительных расчетов в программах, использующих МКЭ.

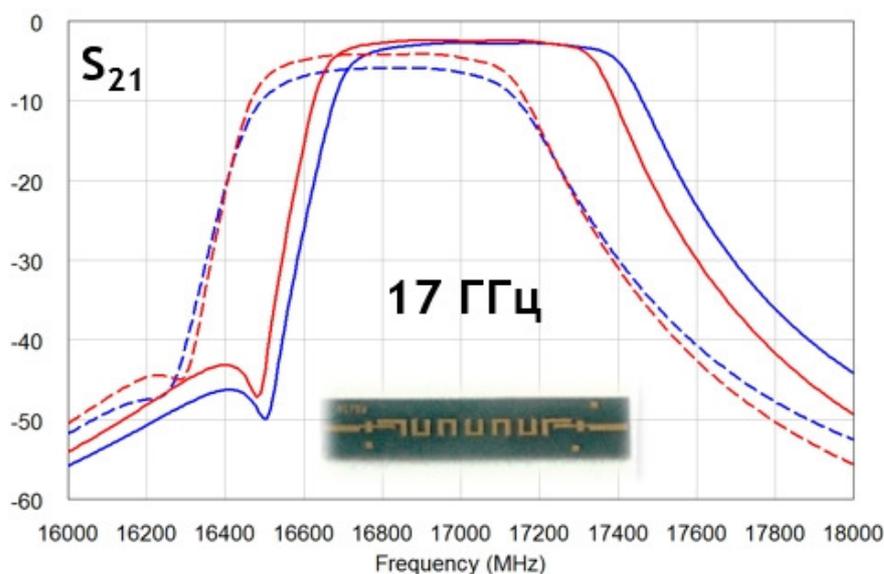


Рис.2 Сравнение результатов расчета методами 2.5D МоМ и МКЭ на примере

фильтра, настроенного на центральную частоту 17 ГГц. (Сплошная линия – проводники конечной толщины, пунктирная – бесконечно тонкие проводники. Синий – МКЭ, красный – 2.5D МоМ.)

Улучшения совпадения результатов расчета МКЭ и 2.5D МоМ можно добиться путем введения дополнительных слоев по толщине проводника [7], что существенно увеличивает количество неизвестных и сводит на нет все преимущества 2.5МоМ перед МКЭ. При моделировании фильтров в приближении бесконечно тонких проводников оба метода дают близкие решения. Если проводник моделировать с учетом его толщины, полоса пропускания фильтров существенно сдвигается вверх как в решении МКЭ, так и в решении МоМ.

В модели фильтра с проводниками конечной толщины, с учетом анизотропных свойств диэлектрических подложек, омических потерь и с наличием прямоугольного экрана получается очень хорошее совпадение расчетных характеристик фильтров с измеренными характеристиками (рис.3), чего в большинстве случаев практически невозможно добиться в программах, использующих 2.5D МоМ.

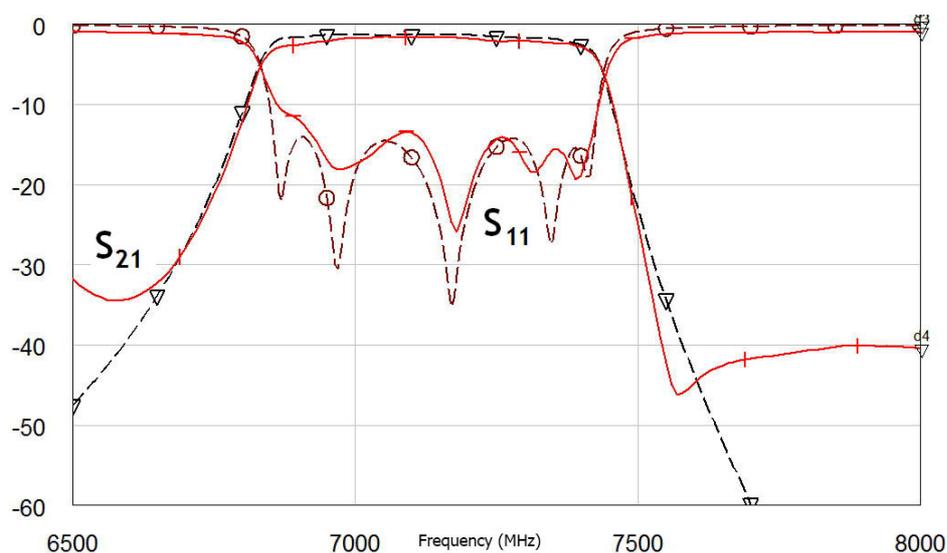


Рис.3 Результаты расчета МКЭ и измерений S_{21} и S_{11} фильтра. Сплошная линия – измерения, пунктирная – расчет.

Введение дополнительных слоев в 2.5D моделях устройств увеличивает затраты машинного времени на порядок и не избавляет пользователя от проблем моделирования сложных металлизированных отверстий. Переход от 2.5D модели проводников к 3D модели позволил бы моделировать проводники произвольной формы в плоскостой среде без введения лишних неизвестных и дополнительных слоев, что привело бы к сокращению затрат машинного времени. В таблице 1. представлены возможности распространенных коммерческих программ моделирования планарных СВЧ устройств на основе MoM. Такие программы, как Zeland IE3D и Axiem являются программами 3D моделирования, и адаптированы для открытой плоскостой среды без возможности экранирования структуры по торцам.

Таблица 1. Особенности программ моделирования планарных СВЧ устройств

	Учет толщины проводников	Прямоугольный экран	Анизотропные подложки	Треугольные элементы дискретизации	Отсутствие привязки топологии к сетке
AWR EMSight	- ¹	+	-	-	-
AWR Axiem	+	-	+ ³	+	+
Zeland IE3D (Mentor Graphics)	+	-	+	+	+
Sonnet	\pm ²	+	+	\pm ⁴	-
Ansys Designer EM	\pm ²	+	-	+	+
Agilent Momentum	+ ²	+	-	+	+
?	+	+	+	+	+

¹ Пользователю следует вручную добавлять дополнительные слои для учета толщины металла

² Предусмотрены опции для автоматического добавления слоев и других поправок

³ Добавлено в версии 10.07 от 07.2013г.

⁴ Конформные элементы

Из таблицы видно, что ни одна из перечисленных программ не позволяет в полной мере учесть все необходимые особенности моделирования фильтров СВЧ и требуется разработка собственной программы, позволяющей достоверно моделировать экранированные планарные СВЧ устройства.

Пути развития программы моделирования

Для полноценного моделирования экранированных планарных СВЧ устройств предлагается отказаться от 2.5D модели проводника и использовать 3D модель. Самый простой вид ФГ известен для свободного пространства и множество 3D программ моделирования на основе МоМ используют постановки задачи для свободного пространства с дискретизацией всех областей неоднородности. Для моделирования планарных экранированных СВЧ устройств эта формулировка не

подходит из-за нежелательности введения лишних неизвестных и невозможности моделирования анизотропных подложек путем замены диэлектриков эквивалентными распределениями токов. Необходимо строить тензорную ФГ прямоугольного резонатора со слоистой анизотропной диэлектрической средой. Она может быть построена методом собственных функций с граничными условиями на экране $\mathbf{E}_\tau = 0$, и условием непрерывности \mathbf{E}_τ на границах между слоями. Для поликоровых, сапфировых и большинства других диэлектрических подложек, используемых в СВЧ технике, анизотропные свойства достаточно учесть только в выделенном направлении, перпендикулярном слоям.

Сформулируем задачу следующим образом. Для вывода ИУ запишем граничные условия на поверхности металлов [1]: $\mathbf{n} \times (\mathbf{E}_{scat} + \mathbf{E}_{inc}) = Z_s \mathbf{J}$, где Z_s - поверхностный импеданс проводника, \mathbf{J} - плотность электрического тока, \mathbf{E}^{inc} - падающее поле, \mathbf{E}^{scat} - рассеянное поле.

Уравнения Гельмгольца для векторного и скалярного потенциалов в калибровке Лоренца выглядят следующим образом [8]:

$$\Delta \varphi + k^2 \varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon},$$

$$\Delta \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mathbf{J},$$

Их решения выражаются через скалярную и тензорную функции Грина [3]:

$$\mathbf{A} = \iint_S \mathbf{G}_A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}',$$

$$\varphi = \iint_S G_\varphi(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}',$$

Где \mathbf{r}' - точка источника, \mathbf{r} - точка наблюдения.

Пользуясь известной связью электрического поля с векторным потенциалом

$$\mathbf{E}_{scat} = -i\omega\mathbf{A} - \nabla\varphi = -j\omega\mathbf{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon}\nabla(\nabla\cdot\mathbf{A}),$$

можно составить ИУ электрического поля (EFIE) [9]:

$$\mathbf{E}_{scat}^A(\mathbf{r}) = -j\omega\iint_S \mathbf{G}_A(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathbf{J}(\mathbf{r}') + \frac{1}{k^2}\cdot\nabla\nabla\mathbf{G}_A(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathbf{J}(\mathbf{r}')d\mathbf{r}',$$

И ИУ в смешанных потенциалах (MPIE) [5]:

$$\mathbf{E}_{scat}^\varphi(\mathbf{r}) = -j\omega\iint_S \mathbf{G}_A(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathbf{J}(\mathbf{r}') - \frac{1}{k^2}\cdot\nabla G_\varphi(\mathbf{r},\mathbf{r}')\nabla'\mathbf{J}(\mathbf{r}')d\mathbf{r}'$$

В EFIE на тензорную ФГ действует операция двойного дифференцирования, что значительно усиливает особенность ядра и усложняет численное решение. Эту формулировку, как правило, применяют при использовании ФГ свободного пространства, в которой тензор имеет диагональный вид и все три компоненты одинаковы. В случае с ФГ прямоугольного резонатора, как и в случае с программами 2.5D МоМ, будем решать MPIE, в котором продифференцировать необходимо только одну скалярную функцию Грина, но неизвестная принимает более сложный вид. Таким образом, задача сводится к построению ФГ прямоугольного резонатора со слоями анизотропных в выделенном направлении диэлектриков и численному решению ИУ в смешанных потенциалах для заданной топологии.

Заключение и направление дальнейших исследований

Для успешного применения программ компьютерного моделирования пользователю следует понимать ограничения программ и заложенных в них

методов. Для корректного моделирования фильтров СВЧ следует учитывать влияние анизотропных свойств диэлектрических подложек, экрана, толщины проводников и омических потерь, что в МоМ для планарных экранированных структур позволяет подход с использованием 3D модели проводников и полной тензорной функции Грина прямоугольного резонатора. Для отладки программы планируется начать с более простой задачи нахождения S-параметров металлической пластины толщиной 1мм в прямоугольном резонаторе с идеально проводящими стенками (рис.4).

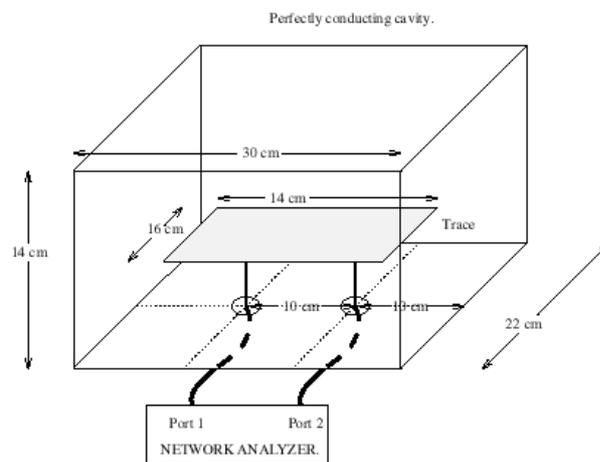


Рис. 4 Пластина в прямоугольном резонаторе с идеально проводящими стенками.

ФГ такого резонатора имеет диагональный вид, а компоненты тензора [8] представляют собой ряды Фурье, сходимость которых ухудшается с уменьшением расстояния между точками источника и наблюдения.

Библиографический список

1. Kolundzija B.M. and Djordjevic A.R. Electromagnetic Modeling of Composite Metallic and Dielectric Structures, Artech House, 2002, 408 p.

2. Volakis J.L., Chattejee A., Kempel L.C. Finite Element Method for Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications/ Piscataway, NJ: Wiley IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, 1998, 343 p.
3. Tai Chen-To, Dyadic green functions in electromagnetic theory/ IEEE Press, Piscataway, NJ, 1994, 343 p.
4. Swanson Daniel G., Wolfgang Jr., Hoefler J. R. Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation, Artech House, Inc. 2003 . 469 p.
5. Mosig J.R. "Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT- 36, No. 2, 1988, pp. 314-323.
6. Денисенко Д.В., Радченко В.В., Исследование эффективности численных методов и программ компьютерного моделирования в процессе проектирования микрополосковых фильтров СВЧ. // Доклады 1-й Всероссийской микроволновой конференции, 2013 г., сс. 106-110
7. James C. Rautio "A Space-Mapped Model of Thick, Tightly Coupled Conductors for Planar Electromagnetic Analysis ,"IEEE Microwave Magazine Vol. 5, No. 3, September 2004, pp. 62 – 72
8. Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. Учебное пособие для вузов. - М.: Сов. радио, 1979, 376 с.
9. Gibson Walton C. The Method of Moments in Electromagnetics. Chapman & Hall/CRC, 2008, 271 p.